

マルチレベル電流形インバータにおける インダクタセル方式と DC 電流源モジュール方式の比較

学生員 山口 創太 (静岡大学) 学生員 スロソ (長岡技術科学大学)

正員 野口 季彦 (静岡大学)

Multilevel Current-Source Inverters Using Inductor-Cells and DC-Current Modules :A Comparative Discussion

Sota Yamaguchi, Shizuoka University, Student Member, Suroso, Nagaoka University of Technology, Student Member,
Toshihiko Noguchi, Shizuoka University, Member.

This paper presents a comparison discussion of new multilevel current-source inverters (CSIs) based on an H-bridge CSI. The first topology is obtained by connecting inductor-cells in parallel with the main H-bridge CSI. Another configuration is achieved by superimposing the output of DC-current modules to the H-bridge CSI. This strategy can reduce the number of power switching devices and simplify the gate drive circuits of the inverter. Furthermore, the superimposing technique can achieve lower inductor losses than the inductor-cell strategy. Several experimental results are presented in the paper, which demonstrates the features of each topology in generating the multi-level output current with low harmonic distortion and with small size inductors.

キーワード：電流形インバータ，マルチレベル，インダクタセル，DC 電流源モジュール

Keywords : Current-source inverter, multilevel, inductor-cell, DC-current module.

1. まえがき

マルチレベルインバータには多段の交流波形を出力できるという特長があり，これによって，定格電圧や定格電流の低いデバイスを使用することができる。また，出力波形歪みの軽減や， dv/dt 値または di/dt 値の低減，出力フィルタを小型化できるなどのメリットがある。一方，電流形インバータ (CSI) には，電流フィードバックなしに一定の電流を出力でき，高効率運転が可能で，本質的に短絡保護機能を有する。

従来のマルチレベル CSI には，図 1 に示す並列 Hブリッジ方式や図 2 に示すマルチセル方式がある。しかし，前者の方式では直流電流源やデバイス数が増えるといった問題があり，また，後者では制御が複雑になる，大きなインダクタを用いなければならない，装置が高価，効率が低いといった欠点がある。本稿では Hブリッジ方式を基本として新しい回路方式について検討した。1つ目の方式は，インダクタセル方式，もう一つは DC 電流源モジュール方式である。この 2 種類の方式について，計算機シミュレーションとプロトタイプによる実機試験を通じて比較評価を行ったので報告する。

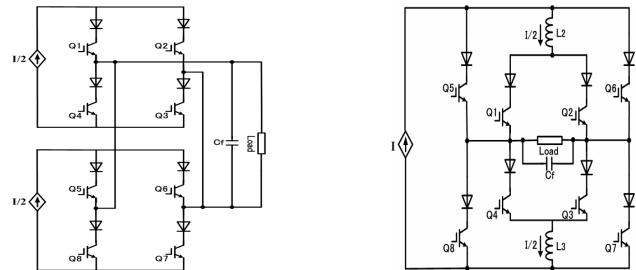


図 1 5 レベル並列 Hブリッジ CSI 図 2 5 レベルマルチセル CSI
Fig. 1. Five-level parallel H-Bridge Fig. 2. Five-level multi-cell CSI.
CSI.

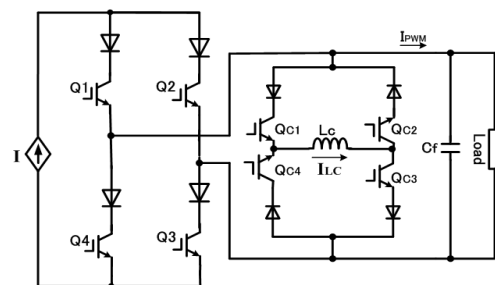
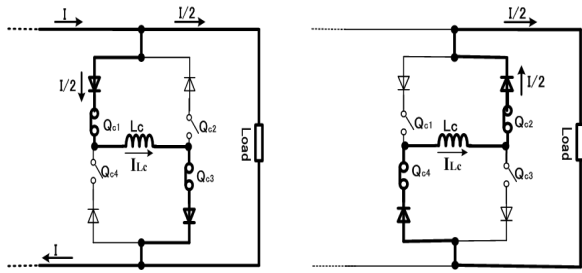


図 3 インダクタセル方式 5 レベル CSI
Fig. 3. Proposed five-level inductor-cell type CSI.



(a) 充電モード (a) Charging mode. (b) 放電モード (b) Discharging mode.

図 4 インダクタセルの動作モード
Fig. 4. Operation modes of inductor-cell.

表 1 インダクタセル方式のスイッチング状態
Table 1. Switching states of inductor-cell type CSI.

Q ₁	Q ₂	Q ₃	Q ₄	Q _{C1}	Q _{C2}	Q _{C3}	Q _{C4}	出力電流
1	0	1	0	1	1	0	0	+I
1	0	1	0	0	0	1	1	+I
1	0	1	0	1	0	1	0	+I/2
1	0	0	1	0	1	0	1	+I/2
1	0	0	1	1	1	0	0	0
0	1	1	0	0	0	1	1	0
0	1	0	1	0	1	0	1	-I/2
0	1	1	0	1	0	1	0	-I/2
0	1	0	1	0	0	1	1	-I
0	1	0	1	1	1	0	0	-I

2.各回路構成と動作原理

〈2・1〉インダクタセル方式

インダクタセル方式を用いた 5 レベル CSI を図 3 に示す。同図において各スイッチを表 1 のように制御することによって 5 レベルの電流波形を得ることができる。

出力電流波形のレベル数 M とインダクタセルの個数 N との間には次のような関係がある。

$$M = 2^{(N+1)} + 1 \tag{1}$$

インダクタセルは主インバータの 3 レベル電流を制御することにより中間レベルの電流を作るはたらかがある。電源電流を I 、出力電流レベル数を M としたとき、 N 番目のインダクタセルに流すべき電流は次式で表される。

$$I_{LcN} = \frac{I}{2^N} \tag{2}$$

出力電流の正の半サイクルにおけるインダクタセルの動作を図 4 に示す。5 レベル CSI において、中間の値 (+I/2, -I/2) を出力するためにはインダクタセル電流を一定に保つ必要があるが、これはインダクタの充電モードと放電モードを交互に切り換えることで実現できる。また、9 レベル CSI では、2 つ目のインダクタセルに流れる電流を $I/4$ に保つ。

〈2・2〉DC 電流源モジュール方式

DC 電流源モジュールはスイッチング素子 Q と直流電流

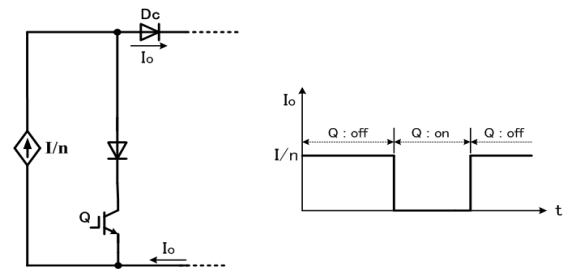


図 5 DC 電流源モジュールの構成と出力波形
Fig. 5. Proposed DC-current module and its typical output current waveform.

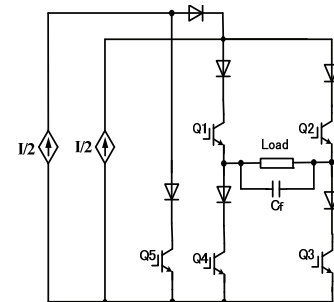


図 6 DC 電流源モジュール方式 5 レベル CSI
Fig. 6. Proposed five-level DC-current module type CSI.

表 2 DC 電流源モジュール方式のスイッチング状態
Table 2. Switching states of five-level DC-current module type CSI.

Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	出力電流
1	0	1	0	0	+I
1	0	1	0	1	+I/2
1	0	0	1	1	0
0	1	0	1	1	-I/2
0	1	0	1	0	-I

源、逆阻止ダイオード、逆流防止用ダイオード D_c を図 5 のように接続することによって構成される。

図 6 のように 3 レベル H ブリッジインバータに DC 電流源モジュールを接続すると 5 レベル CSI を構成することができる。

スイッチ $Q1 \sim Q5$ を表 2 のようにスイッチングすると DC 電流源モジュールの出力電流を H ブリッジインバータの出力電流と重ね合わせて 5 レベル電流波形を得ることができる。

電流波形のレベル数 M と DC 電流源モジュールの個数 D との間には次の関係が成り立つ。

$$M = 3 + 2D \tag{3}$$

(3)より DC 電流源モジュールの個数を 1 増やすごとに、レベル数が 2 ずつ増加することがわかる。

また、図 6 からわかるように、スイッチ $Q3, Q4$ と DC 電流源モジュールのスイッチ $Q5$ はいずれもエミッタが共通ラインに接続され、同電位となっている。このことから、必要となるゲート駆動回路は $Q1, Q2$ 駆動用と $Q3, Q4, Q5$ 、駆動用の 2 種類である。したがって、回路全体において合

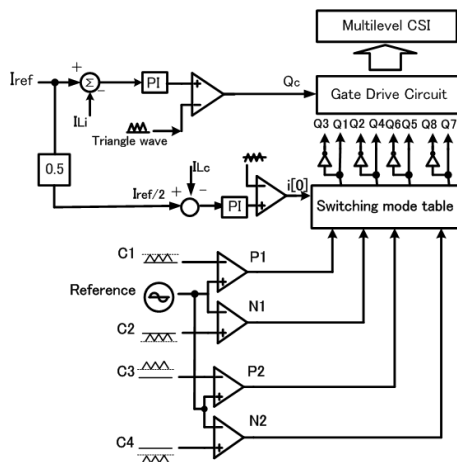


図7 インダクタセル方式 CSI の制御ブロック図
Fig. 7. Control diagram of five-level inductor-cell type CSI.

計 3 つのゲート駆動回路が必要である。

したがって、DC 電流源モジュール方式を利用することにより素子数を少なくでき、なおかつ、ゲート駆動回路の構成を簡単化することができる。

〈2.3〉電流制御・PWM 方式

インダクタセル方式 5 レベル CSI の電流制御ブロック図を図 7 に示す。PWM 出力電流波形の振幅と中間レベルの電流を安定させるために、PI レギュレータを使って平滑リアクトル電流 I_{Li} とインダクタセル電流 I_{Lc} を制御する。基準電流 (I_{ref}) は平滑リアクトルやインダクタセルの電流を制御する基準値となる。

電流源側チョップの制御信号は平滑リアクトル電流 I_{Li} をフィードバックして得られる偏差信号を PI レギュレータに通し、それを三角波キャリアと比較することで作られる。この信号によりデューティサイクル制御を行い、電流を安定させる。また、DC 電流源モジュール方式においても電流源電流を同様の方法で制御している。

出力波形の基本波周波数は基準正弦波の周波数で決まり、スイッチング周波数はキャリアの周波数で決まる。

〈2.4〉インダクタの導通損失

マルチレベル CSI において、インダクタの導通損失は全体の損失の中で大きな割合を占める。このためマルチレベル CSI の効率はマルチレベル VSI に比べて低い。

DC 電流源モジュール数 D の M レベル CSI の出力電流を I とした場合、インダクタに流れる電流 I_{ID} は次式で表される。

$$I_{ID} = \frac{I}{D+1} \tag{4}$$

平滑リアクトルに内部抵抗 R_l が含まれている場合、平滑リアクトルの導通損失 P_{lc} は次式で表される。

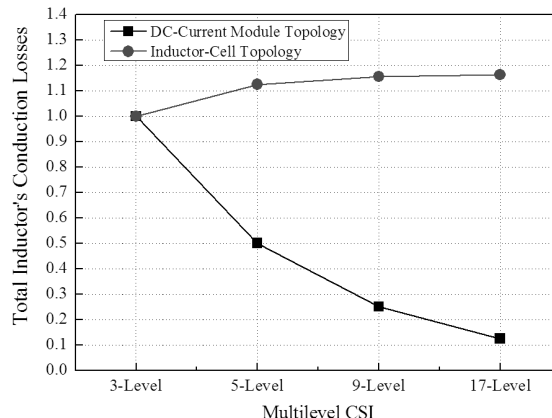


図 8 インダクタにおける損失特性
Fig. 8. Conduction loss characteristics of inductors.

表 3 各回路方式における回路要素数の比較

Table 3. Comparison of component number.

回路方式	並列 Hブリッジ	DC 電流源モジュール	インダクタセル
スイッチングデバイス	10	7	9
ダイオード	10	8	9
インダクタ	2	2	2
ゲート駆動回路	6	5	5
直流電流源	2	2	1
直流電源	2	1	1

$$P_{lc} = \left(\frac{I}{D+1} \right)^2 R_l \tag{5}$$

したがって、 M レベル電流形インバータ全体のインダクタ導通損は次式で計算できる。

$$P_{lc-M} = \frac{I^2 R_l}{D+1} \tag{6}$$

出力電流レベル数とインダクタの導通損との関係を図 8 に示す。DC 電流源モジュール方式について、Hブリッジ方式の導通損を基準とした場合、5 レベルのとき 1/2 倍、7 レベルのとき 1/3 倍と減少していくことがわかる。これは(4)に示すように、出力電流のレベル数が増えるにつれ平滑リアクトルの電流が減少するため、全体の導通損が減少するためである。

一方、インダクタセル方式のマルチレベルインバータの場合、インダクタセルにおける損失が非常に大きくなる。

さらに、並列 Hブリッジ、インダクタセル、DC 電流源モジュールの 3 つの方式について 5 レベル CSI を構成するのに必要な素子数を比較したものが表 3 である。

実際には全ての回路において電流源となるチョップ回路が必要であるため、これを構成するための部品も含まれている。表 3 において DC 電流源モジュール方式ではチョップ回路を含んでいたとしても、スイッチとダイオードの数が最も少なく済み、インダクタセル方式では電流源が理想的と仮定すれば、電源が 1 つでよいことがわかる。

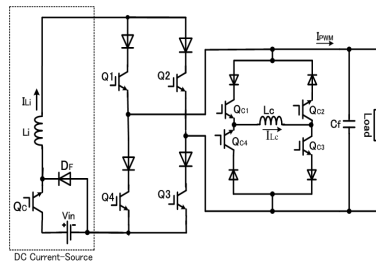


図 9 実際のインダクタセル方式インバータ

Fig. 9. Experimental circuit of five-level inductor-cell type CSI.

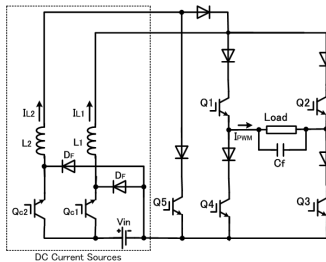


図 10 実際の DC 電流源モジュール方式インバータ

Fig. 10. Experimental circuit five-level DC-current module type CSI.

3. 実機試験の結果

マルチレベル CSI の原理を実証するため、インダクタセル方式ならびに DC 電流源モジュール方式の 5 レベル CSI プロトタイプを試作した。プロトタイプの回路構成を図 9, 10 にそれぞれ示す。

スイッチング素子にはパワー MOSFET (IXFK90N30) とファーストリカバリーダイオード (DSE1120-06A) を使用し、電源電圧を 160 V、スイッチング周波数、基本波周波数をそれぞれ 22 kHz、60 Hz、負荷は誘導性負荷 ($R = 6 \Omega$, $L = 1.2 \text{ mH}$) を用い、フィルタコンデンサ ($5 \mu\text{F}$) を接続した。また、平滑リアクトルとインダクタセルはそれぞれ 1 mH、5 mH とした。

図 11 はインダクタセル方式の実験結果であり、上側はインバータ出力電流、下が負荷電流波形である。同図より出力電流が 5 レベルの PWM 波形となっており、負荷電流はコンデンサでフィルタリングされて低歪みな正弦波状の波形が得られている。

また、図 12 は DC 電流源モジュール方式の実験結果である。こちらも同様に、5 レベルの PWM 波形が出力され、負荷電流は低歪みの正弦波となっている。

4. まとめ

本稿ではインダクタセルや DC 電流源モジュールを使用した新たなマルチレベル CSI を提案し、どちらもマルチレベル波形を出力できることを確認できた。

また、インダクタセル方式では並列 H ブリッジ方式に比べ直流電流源の数を減らせることができ、また、DC 電流源モジュール方式はインダクタセル方式に比べ、高い効率が

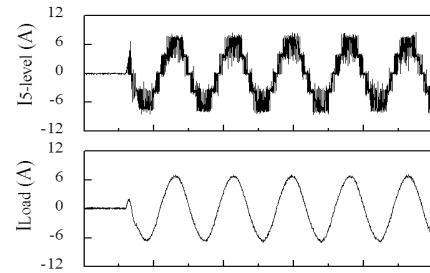


図 11 インダクタセル方式における実験結果

Fig. 11. Experimental waveforms of five-level inductor-cell type CSI.

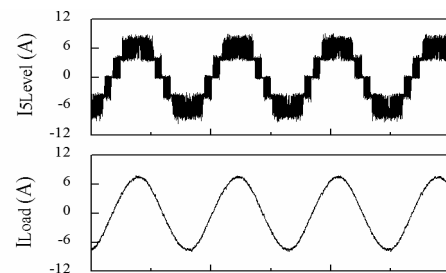


図 12 DC 電流源モジュール方式における実験結果

Fig. 12. Experimental waveforms of five-level DC-current module type CSI.

得られることがわかった。

文 献

- (1) J. Rodriguez, J. S. Lai and F. Z. Peng: "Multilevel inverter: a survey of topologies, controls, and application", IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol.49, p.p.724-738, August 2002.
- (2) Z.H.Bai and Z.C.Zhang: "Conformation of multilevel current source converter topologies using the duality principle", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.23, pp.2260-2267, 2008, September 2008.
- (3) P.G.Barbosa, H.A.C.Braga, M.C.Barbosa and E.C.Teixeria: "Boost current multilevel inverter and its application on single phase grid connected photovoltaic system", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.21, pp.1116-1124, July 2006.
- (4) Y.Chen, and K.Smedley, "Three-phase boost type grid connected inverter", IEEE Trans. on Power Electronics, vol.23, p.p.2310-2309, September 2008.
- (5) F.L.M.Antunes, A.C.Braga and I.Barbi, "Application of a generalized current multilevel cell to current source inverters," IEEE Transaction on Power Electronics, vol.46, p.p.31-38, February 1999.